

⑫公開特許公報(A)

昭54—133812

⑤Int. Cl.²
H 04 J 15/00
H 04 L 27/00
H 04 L 27/22

識別記号 ⑥日本分類
96(8) A 0
96(7) A 1
98(5) E 22

庁内整理番号 ⑬公開 昭和54年(1979)10月17日
6242—5K
7240—5K 発明の数 1
7240—5K 審査請求 未請求

(全 7 頁)

⑭位相同期回路

⑰特 願 昭53—41672
⑱出 願 昭53(1978)4月7日
⑲発 明 者 吉田泰玄
東京都港区芝五丁目33番1号
日本電気株式会社内

⑲発 明 者 田頭義視
東京都港区芝五丁目33番1号
日本電気株式会社内
⑲出 願 人 日本電気株式会社
東京都港区芝五丁目33番1号
⑲代 理 人 弁理士 内原晋

明 細 書

路。

1. 発明の名称
位相同期回路

2. 特許請求の範囲

符号伝送速度 f 、なる主データ信号で
 2^n ($n=1, 2, 3, \dots$) 相 P S K 変調された信号
が符号伝送速度 f 、なる副データ信号で位相変化
量 α ラジアン ($\alpha < \frac{\pi}{2n}$) の 2 相 P S K 変調された
複合 P S K 変調信号をある再生搬送波で位相検波
する位相検波器と、ある制御信号により前記搬送
波の周波数を可変する電圧制御発振器と、前記位
相検波器の出力から前記副データ信号を再生する
第 1 の手段と、前記第 1 の手段の出力により前記
位相検波器の出力から前記副データ信号成分が除
去された少なくとも 2 個の直交関係にある信号を
得る第 2 の手段と、前記第 2 の手段の出力を 2^n
通信し位相誤差信号を得、これを前記制御信号とする
第 3 の手段とを含むことを特徴とする位相同期回

3. 発明の詳細な説明

本発明は、主データ信号によつて P S K
(Pase-Shijk Keying) 変調された信号が、
副データ信号によつて更に 2 相 P S K 変調された
複合 P S K—P S K 変調波より基準搬送波を再生す
るために用いられる位相同期回路に関するもので
ある。

近年搬送波デジタル伝送方式の発達はめざまし
く、すでに種々の実用化回線が存在しているが、
最近では求められる伝送方式が多様化する傾向に
あり、汎用性があり、運用効率の高い伝送方式に
ついて検討がなされ始めた。その一つとして本発
明者等が昭和 53 年 7 月 29 日に出願した「搬
送波デジタル伝送方式」がある。

これは P S K 変調を用いた主データ回線に 2 相
P S K 変調でもつて副データ信号を複合伝送させ
るもので、この方法によると副データ信号の符号
伝送速度を主データ信号のそれに比して、ある比

率以下にすれば、主データ信号の誤り率に影響を与えことなく、副データ信号を効率よく伝送することができる。

このとき、副データ信号による位相偏位量 α は主データ信号の相数を 2^n ($n=1, 2, \dots$) とすると、 $\alpha = \frac{\pi}{2^n}$ の時、一番効率がよい。このとき、変調出力ベクトルは 2^{n+1} 相 P S K 信号と同じとなる。このような変調波を位相検波するには、従来用いられる遅延検波を用いるか、あるいは同期検波を用いればよいが、同期検波を用いる場合には次のような問題点が存在する。

即ち、主データ信号成分は 2^n 相位相検波しなければならないが、基準搬送波を再生する位相同期回路には 2^{n+1} 相用のそれを使用せねばならない点である。 2^{n+1} 相位同期回路には周知の如く $\frac{2\pi}{2^{n+1}}$ ラジアン毎に引込安定点が存在し、 2^n 相位相検波には不都合な

$\frac{2\pi}{2^{n+1}}(2l+1)$ ($l=0, 1, \dots, (\frac{2^{n+1}}{2}-1)$) ラジアン毎の 2^n 個の引込安定点を含む。このような不都合な引込位相を、避ける手段として知られ

- 3 -

を再生する第1の手段と、この第1の手段で再生された副データ信号を制御信号として、検波器出力から副データ信号成分が除去された少なくとも、2個の直交関係にある信号を得る第2の手段と、この第2の手段で得られた信号を 2^n てい倍処理し、位相誤差信号を得る第3の手段と、この第3の手段の出力信号で周波数制御される電圧制御発振器とを含む回路で構成するところにある。

以下詳細に説明する。

第1図は、本発明による位相同期回路が対象とする変調系であり、1は送信局発振器、2は α 、位相変調器、3は π 位相変調器である。送信局発振器1の出力信号は α 、位相変調器2に供給され、ここで副データ信号(CH1)によつて位相偏位 α ($< \frac{\pi}{2}$) の2相 P S K 変調される。更に、その出力信号は π 位相変調器3に供給され、ここで主データ信号(CH2)によつて位相偏位 π の2相 P S K 変調される。即ち、第1図は主データ信号が2相 P S K 変調の場合を表わしている。第2図は第1図における出力信号ベクトルを表わしてお

- 5 -

ているものは、変調信号をバースト状にした

TDMA 方式がある。この方式はバーストの先頭にプリアンプルワードと称する固定パターンを配位するため、この固定パターンによつて、搬送波抽出回路の引込位相をただ一つに限定することができるので、この特性を利用することができる。しかしながら、この方式が利用できるのは、変調信号がバースト状になつている場合に限り、変調信号が連続となつていない方式には適用できないし、又、この方式に適用できる有効な手段を示す従来例がない。

本発明の目的は上述問題点を除去し、変調信号が連続波であるシステムに適用でき得る位相同期回路を提供するにある。本発明の特徴は変調系において、副データ信号による位相偏位量 α を $\alpha < \frac{\pi}{2^n}$ に選択し、変調出力のベクトル配置を 2^{n+1} 相 P S K 波のそれと異なるものとし、且つ、上記複合 P S K 変調システムの位相同期回路として、入力信号を位相検波する位相検波器と、前記検波器出力より、符号伝送速度 f_s なる副データ信号

- 4 -

り、 $a_0 \rightleftharpoons a_1$ の変化は主データ信号成分、 $a_0 \rightleftharpoons b_0$ および $a_1 \rightleftharpoons b_1$ は副データ信号成分を表わしている。

第3図は、第1図に対する本発明による位相同期回路の実施例であり、4は4相位相検波器、5～6は減衰器、7は加算器、8は減算器、9は積回路、10は低域ろ波器(LPF)、11は識別器、12～13はアナログスイッチ(SW)、14は加算器、15は減算器、16～17は減算器、18は積回路、19は低域ろ波器(LPF)、20は電圧制御発振器(VCO)である。

又、第4図は第3図における各部の出力信号波形であり、横軸 θ は入力信号と電圧制御発振器20の出力信号との位相関係を表わしている。以下、第3図の動作を第4図を用いて説明する。入力信号は4相位相復調器4に供給され、電圧制御発振器20の出力信号を基準搬送波として同期検波され、その出力に β_1 及び β_2 なる互いに直交関係にある出力信号を得る。ここで、入力信号が第2図で表わされるベクトルで変化していれば、 β_1 ,

- 6 -

S_1 において $a_1 \sim a_2$ 及び $b_1 \sim b_2$ の点が検波出力信号となる。次に副データ信号を再生する方法について説明する。まず、加算器 7 において信号 S_1 と減衰器 5 を介した信号 S_2 を振幅比 $1 : \tan \frac{\alpha_1}{2}$ で加算することによつて、信号 S_3 より $\frac{\alpha_1}{2}$ 遅れた信号 S_4 を得る。又減衰器 8 において、信号 S_3 から減衰器 6 を介した信号 S_2 を振幅比 $1 : \tan \frac{\alpha_1}{2}$ で減算することによつて、信号 S_3 より $\frac{\alpha_1}{2}$ 遅れた信号 S_5 を得る。上記操作によつて得た信号 S_4, S_5 を積回路 9 において、2 倍処理することによつて信号 S_6 を得る。信号 S_6 は $0 - \pi$ 位相変化を有する主データ信号成分が除去されたもので、副データ信号成分のみとなっている。第 4 図の信号 S_6 における a_{10}, a_{11} 及び b_{10}, b_{11} は副データ信号による変化を表わしている。更に、信号 S_6 を低域ろ波器 10 に通すことによつて、受信熱雑音及び主データ信号によるジッタ成分を除去し、識別器 11 において識別すれば、その出力で信号 S_7 なる副データ信号を再生することができる。

- 7 -

たかも 2 相の復調信号の如くになっているので、この出力信号を利用して 2 倍処理を行なえば、第 3 図の位相同期回路として成立する。即ち、積回路 18 において、信号 S_7 および S_{10} を掛け合わせることによつて、 S_{11} の如き位相誤差信号を得ることができるので、その出力を熱雑音及び残留ジッタ成分を除去する低域ろ波器 19 を介し、電圧制御発振器 20 の制御信号とすれば、第 3 図の位相同期回路は動作する。ここで、位相誤差信号 S_{11} に着目すると、位相安定点が a_{10}, a_{11} 及び b_{10}, b_{11} に存在するよう見えるが、 b_{10}, b_{11} は安定点とはなり得ない。何故ならば、 b_{10}, b_{11} に引込んだとすると信号 S_{11} は副データ信号の変化によつて、 c_1 及び c_2 の 2 値となり、キャリアジッタが増大し、ループを保てなくなるからである。よつて、位相安定点（引込安定点）は a_{10} 及び a_{11} の π ラジアン毎となり、第 3 図における位相同期回路には、不都合な引込安定点は存在しない。

次に、主データ信号が 4 相 P S K 波の場合につ

次に、副データ信号成分を含まない、互いに直交関係にある信号 S_8 及び S_{10} を得る方法について説明する。まず加算器 14 において信号 S_1 と減衰器 16 を介した信号 S_2 を振幅比 $1 : \tan \alpha$ で加算することによつて、信号 S_9 より α 遅れた信号 S_9 を得る。又、減算器 15 において信号 S_1 から減衰器 17 を介した信号 S_2 を振幅比 $1 : \tan \alpha$ で減算することによつて、信号 S_9 より α 遅れた信号 S_{10} を得る。更に、アナログスイッチにおいて入力信号 S_9 及び S_{10} のうち制御信号 S_8 が負の場合、入力信号 S_9 を選択し、又、正の場合入力信号 S_{10} を選択すれば、その出力信号として S_8 を得る。信号 S_8 は復調された主データ信号でもあり、 $a_{12}, b_{12} \rightarrow a_{13}, b_{13}$ が主データ信号となる。一方、信号 S_{10} は次のように得られる。アナログスイッチ 10 において、入力信号 S_9 及び S_{10} のうち制御信号 S_8 が負の場合、入力信号 S_9 を選択し、又、正の場合入力信号 S_{10} を選択することによつて、出力信号として S_{10} が得られる。ここで、信号 S_8 及び S_{10} はあ

- 8 -

いて説明する。第 5 図は本発明による位相同期回路が対象とする変調系であり、21 は送信局発振器、22 は α 位相変調器、23 は 4 相位相変調器である。送信局発振器 21 の出力信号は α 位相変調器 22 に供給され、ここで副データ信号によつて位相偏位 α_2 ($< \frac{\pi}{4}$) の 2 相 P S K 変調され、更に 4 相位相変調器 23 において主データ信号 CH 2 及び CH 3 によつて 4 相位相変調され、出力信号となる。第 6 図は、第 5 図における出力信号のベクトル図であり、 $a_1 \sim a_4$ 間の変化は主データ信号成分、又、 $a_2 \rightleftharpoons b_2, a_3 \rightleftharpoons b_3, a_4 \rightleftharpoons b_4, a_5 \rightleftharpoons b_5$ は副データ信号成分を表わしている。第 7 図は、第 5 図における変調系に対する本発明による位相同期回路の実施例であり、24 は 4 相位相検波器、25, 27, 38, 44 は加算器、26, 28, 39, 45 は減算器、29~32, 40~41 は減衰器、33~35, 46~48 は積回路、36 は低域ろ波器、37 は識別器、42~43 はアナログスイッチ、49 は低域ろ波器、50 は電圧制御発振器である。

- 10 -

又、第8図は第7図における各部の出力信号波形であり、横軸 θ は入力信号と電圧制御発振器50との位相関係を表わしている。第7図における動作を以下説明する。入力信号は4相位相検波器24に入り、ここで、電圧制御発振器50の出力信号を基準搬送波として位相検波され、信号 S_{11} 及び S_{12} なる互いに直交関係にある出力信号を得る。ここで入力信号が第6図の如きPSK変調されていれば、信号 S_{11} 、 S_{12} において $a_{11} \sim a_{12}$ 、 $b_{11} \sim b_{12}$ の値が検波出力信号となる。次に副データ信号を再生する方法について説明する。まず、加算器25において信号 S_{11} と減衰器29を介した信号 S_{11} とを、振幅比 $1 : \tan \frac{\alpha_1}{2}$ で加算し、その出力として信号 S_{14} に比して $\frac{\alpha_1}{2}$ ラジアン遅れた信号 S_{14} を得る。次に減算器において、信号 S_{11} から減衰器30を介した信号 S_{11} を振幅比 $1 : \tan \frac{\alpha_2}{2}$ で減算し、その出力で信号 S_{11} に比して $\frac{\alpha_2}{2}$ ラジアン遅れた信号 S_{15} を得る。又、加算器27において信号 S_{12} と、減衰器31を介した信号 S_{12} を振幅比 $\tan(\frac{\pi}{4} + \frac{\alpha_1}{2}) : 1$ で加算して、そ

-11-

ある信号 S_{14} 及び S_{15} を得る方法について述べる。まず、加算器38において信号 S_{12} と減衰器40を介した信号 S_{12} とを、振幅比 $1 : \tan \alpha_1$ で加算し、その出力で、信号 S_{12} に比して α_1 ラジアン遅れた信号 S_{16} を得る。同様に、減算器39において、信号 S_{12} から減衰器41を介した信号 S_{12} を振幅比 $1 : \tan \alpha_2$ で減算し、その出力で、信号 S_{12} に比して α_2 ラジアン遅れた信号 S_{17} を得る。そこで、アナログスイッチ42において、入力信号 S_{11} 及び S_{12} のうち制御信号 S_{21} が負の場合、入力信号 S_{11} を選択し、正の場合入力信号 S_{12} を選択するようにすれば、その出力信号として S_{14} を得ることができる。一方、アナログスイッチ43において、入力信号 S_{11} 及び S_{12} のうち制御信号 S_{21} が負の場合、入力信号 S_{12} を選択し、正の場合、入力信号 S_{11} を選択するようにすれば、その出力信号として S_{15} を得ることができる。

ここで S_{14} 及び S_{15} は副データ信号が除去された主データ信号の復調信号でもあり、主データ信号として $a_{11} \sim a_{12}$ 、 $b_{11} \sim b_{12}$ の値をとる。次に、

-13-

の出力で信号 S_{11} に比して $(\frac{\pi}{4} + \frac{\alpha_1}{2})$ ラジアン遅れた信号 S_{18} を得る。同様に減算器28において減衰器32を介した信号 S_{11} から信号 S_{11} を振幅比 $1 : \tan(\frac{\pi}{4} + \frac{\alpha_2}{2})$ で減算し、その出力で信号 S_{11} に比して $(\frac{\pi}{4} + \frac{\alpha_2}{2})$ ラジアン遅れた信号 S_{17} を得る。上記操作で得た信号 S_{14} 及び S_{15} を積回路33で、又、信号 S_{16} 及び S_{17} を積回路34で掛け合わせることによつて、信号 S_{19} 、 S_{20} をそれぞれ得ることができる。更に S_{14} と S_{15} を積回路35で掛け合わせれば、その出力で S_{21} を得る。ここで信号 S_{21} は検波信号 S_{11} 、 S_{12} を4連倍したものである。主データ信号による $\frac{W\pi}{2}$ ($m=0, 1, 2, 3$)ラジアン変化は除去されており、副データ信号成分のみとなつている。信号 S_{20} 中副データ信号は $a_{11} \sim a_{12}$ 及び $b_{11} \sim b_{12}$ の値をとる。そこで信号 S_{20} を熱雑音及び主信号による残留ジッタを除去する低域ろ波器36に通して、識別器37によつて識別すれば信号 S_{21} の如き副データ信号を再生することができる。

次に副データ信号を含まない互いに直交関係に

-12-

位相誤差信号 S_{22} を得る方法について述べる。信号 S_{14} 及び S_{15} は前述した如く主データ信号成分のみであり、4相の復調信号とみなせるので、信号 S_{14} 及び S_{15} を用いれば、通常の4相の位同期回路を用いることができる。ここでは積回路を用いた回路について説明する。

まず、加算器44において、信号 S_{14} と S_{15} を加算し、信号 S_{14} に比して $\frac{\pi}{4}$ ラジアン遅れた信号 S_{23} を得る。同様に減算器45において信号 S_{14} から信号 S_{14} を減算し、信号 S_{14} に比して $\frac{\pi}{4}$ ラジアン遅れた信号 S_{24} を得る。上記操作で得た信号 S_{23} 及び S_{24} を積回路47で掛け合わせることによつて、信号 S_{25} を得る。一方、積回路46において信号 S_{15} 及び S_{14} を掛け合わせ信号 S_{26} を得る。更に、信号 S_{23} と S_{24} を積回路48において、掛け合わせれば信号 S_{27} を得ることができる。信号 S_{27} は信号 S_{14} 及び S_{15} を4連倍処理したもので、位相誤差信号となる。よつて信号 S_{27} を熱雑音及び残留ジッタを除去する低域ろ波器49を介して、電圧制御発振器50に制御信号として供給

-14-

し、周波数制御させれば、第7図による回路は正常動作する。ここで、信号 S_{10} において位相安定点(引込安定点)は $a_{10} \sim a_{11}$ 及び $b_{10} \sim b_{11}$ に存在する如くみえるが、前述した S_{11} の場合と同様に、 $b_{10} \sim b_{11}$ は引込安定点とはなり得ない。何故ならば、 $b_{10} \sim b_{11}$ のいずれかに引込んだとすると、副データ信号の変化によつて $b_{10} \sim b_{11}$ と $C_{10} \sim C_{11}$ との2値となり、キャリアジッタが増大し、ループを保てなくなるからである。

よつて本回路は $\frac{\pi}{2}$ ラジアン毎の位相安定点のみとなり、不都合な引込み安定点は存在しない。

以上説明した如く、変調系において主データ信号によるPSK変調が 2^n 相($n=1, 2, \dots$)の場合に、副データ信号による2相PSK変調の位相偏位量を $\alpha < \frac{\pi}{2n}$ に選択し、復調系において、本発明による位相同期回路を用いれば、不都合な引込み安定点は存在しない。尚、副データ信号の位相偏位量は $\alpha = \frac{\pi}{2n}$ の時に一番効率がよく、その値を減ずると C_N 値で $20 \log \frac{\sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{2n}}$ だけ劣化するので、出来るだけ α は大きくとるのが望ましい。

-15-

は減衰器、7, 14, 25, 27, 38, 44は加算器、8, 15, 26, 28, 39, 45は減算器、9, 18, 33~35, 46~48は積回路、10, 19, 36, 49は低域ろ波器、11, 37は識別器、12~13, 42~43はアナログスイッチ、20, 50は電圧制御発振器、22は α 位相変調器、23は4相位相変調器である。

代理人 弁理士 内原 晋

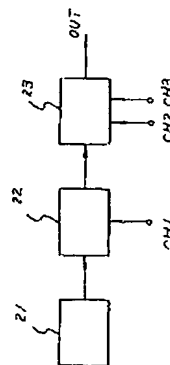
が、その場合、不都合な引込安定点に引込んだ際のキャリアジッタの増大があまり顕著とならなくなり、不都合な引込安定点に引込む確率が生じてくる。そこでそのような場合は、位相誤差信号 S_{11} あるいは S_{10} が1値か2値かを判別し、2値の場合にはループを外すような手段を用いれば、不都合な引込みを避ける有効な手段となる。

4. 図面の簡単な説明

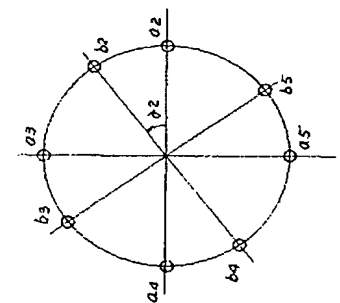
第1図は本発明による位相同期回路が対象とする変調系-1、第2図は変調系-1の出力信号ベクトル図、第3図は本発明による位相同期回路の実施例、第4図は第3図の回路の各部波形、第5図は本発明による位相同期回路が対象とする変調系-2、第6図は変調系-2の出力信号ベクトル図、第7図は本発明による位相同期回路の実施例、第8図は第7図における回路の各部波形であり、

1及び21は送信局発振器、2は α 位相変調器、3は π 位相変調器、4及び24は4相位相検波器、5~6, 16~17, 29~32, 40~41

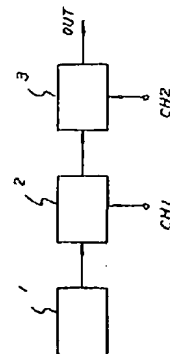
-16-



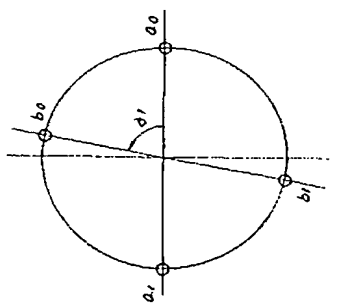
第5図



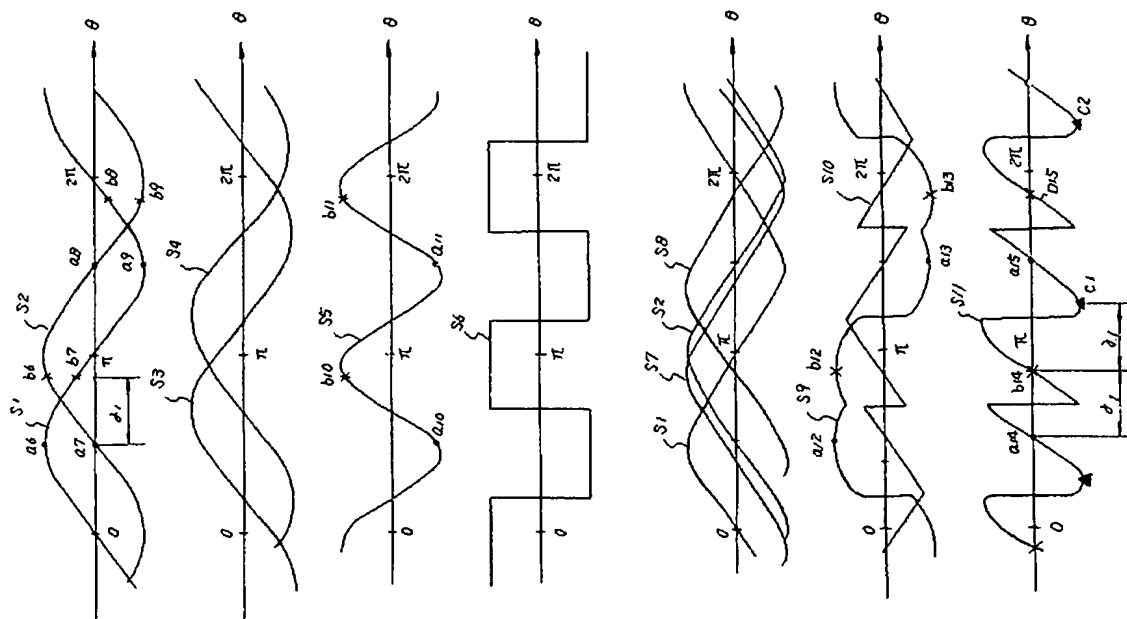
第6図



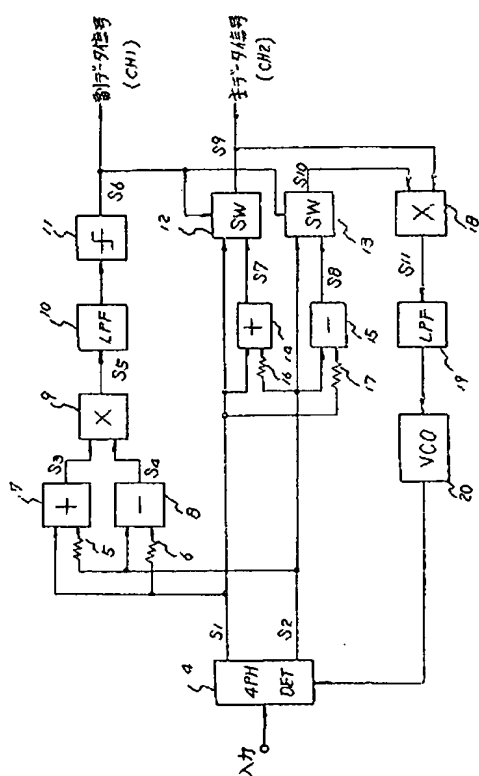
第1図



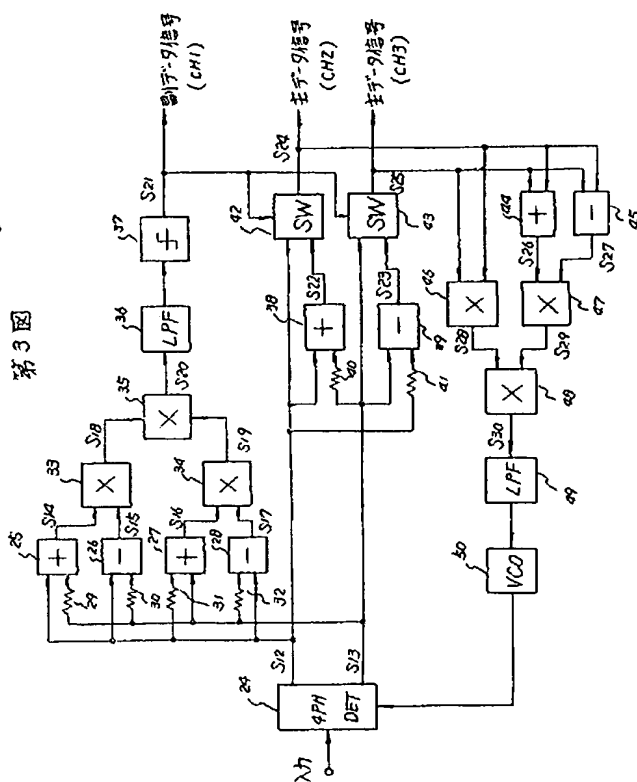
第2図



第4図



第3図



第7図

